

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES
PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum
Internationales Büro



(43) Internationales Veröffentlichungsdatum
23. Juni 2005 (23.06.2005)

PCT

(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 2005/057788 A2

(51) Internationale Patentklassifikation⁷: **H03K 17/00**

(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/DE2004/002715

(22) Internationales Anmeldedatum:
10. Dezember 2004 (10.12.2004)

(25) Einreichungssprache: Deutsch

(26) Veröffentlichungssprache: Deutsch

(30) Angaben zur Priorität:
103 58 276.2 11. Dezember 2003 (11.12.2003) DE

(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von
US): **CONTI TEMIC MICROELECTRONIC GMBH**
[DE/DE]; Sieboldstrasse 19, 90411 Nürnberg (DE).

(72) Erfinder; und

(75) Erfinder/Anmelder (nur für US): **JOOS, Uli** [DE/DE];
Conrad-Forster-Strasse 66, 88149 Nonnenhorn (DE).
LENK, Armin [DE/DE]; Meginhardstrasse 50, 88356
Ostrach-Magenbuch (DE).

(81) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für
jede verfügbare nationale Schutzrechtsart): AE, AG, AL,

AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH,
CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES,
FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE,
KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD,
MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG,
PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM,
TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM,
ZW.

(84) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für
jede verfügbare regionale Schutzrechtsart): ARIPO (BW,
GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG,
ZM, ZW), eurasisches (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU,
TJ, TM), europäisches (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK,
EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, MC, NL,
PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI,
CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Veröffentlicht:

— ohne internationalen Recherchenbericht und erneut zu ver-
öffentlichen nach Erhalt des Berichts

Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes und der anderen Ab-
kürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on Co-
des and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe der
PCT-Gazette verwiesen.

(54) Title: METHOD AND CIRCUIT ARRANGEMENT FOR CONTROLLING A LOAD ELEMENT BY MEANS OF AN ELEC-
TRONIC SWITCHING ELEMENT IN A LOAD-CURRENT CIRCUIT

(54) Bezeichnung: VERFAHREN UND SCHALTUNGSANORDNUNG ZUR ANSTEUERUNG EINES LASTELEMENTS MIT-
TELS EINES ELEKTRONISCHEN SCHALTELEMENTS IM LASTSTROMKREIS

(57) Abstract: Disclosed is a method for controlling a load element by means of an electronic switching element in a load-current circuit. The voltage on the load element is controlled by means of a maximum predefinable increase. According to the invention, the increase is, however, not constant. It is controlled by the switching process according to the power loss momentarily occurring thereby or by a variable (Ua/Ubat) which is dependent thereon, preferably in several phases, wherein the increase is selected, preferably at the beginning and end of the switching process in the region of the changing output voltage, such that it is low in relation to medium range increase, whereupon power loss increases in an insignificant manner and high-frequency interference can be dampened in a significant manner.

(57) Zusammenfassung: Es wird ein Verfahren zur Ansteuerung eines Lastelements mittels eines elektronischen Schaltelements im Laststromkreis vorgestellt, wobei die Spannung am Lastelement mit einer maximal vorgegebenen Steigung gesteuert wird. Dabei bleibt die Steigung jedoch erfindungsgemäß nicht konstant, sondern wird über den Schaltvorgang in Abhängigkeit von der dabei momentan auftretenden Verlustleistung oder einer dazu abhängigen Größe (Ua/Ubat) gesteuert, vorzugsweise in mehreren Phasen, wobei vorzugsweise zu Beginn und am Ende des Umschaltvorgangs im Bereich der sich ändernden Ausgangsspannung die Steigung relativ zu der Steigung im mittleren Bereich gering gewählt wird, weil dadurch die Verlustleistung nur unwesentlich erhöht wird, jedoch die hochfrequenten Störungen deutlich gedämpft werden können.



WO 2005/057788 A2

Verfahren und Schaltungsanordnung zur Ansteuerung eines Lastelements mittels eines elektronischen Schaltelements im Laststromkreis

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Ansteuerung eines Lastelements gemäß dem
5 Oberbegriff des Anspruchs 1.

Die Ansteuerung insbesondere auch vieler im wesentlichen ohmscher elektrischer Lasten im Kfz (zB. Lampen, Heizwendeln, ...) erfolgt mittels Pulsweitenmodulation (PWM). Hierbei kann die an die Last abgegebene Leistung geregelt oder gesteuert werden, wobei die Verluste in der Ansteuerelektronik durch den Schaltbetrieb klein gehalten werden können.

10 Bei der pulsweitenmodulierten Ansteuerung von Lasten im KfZ werden jedoch über die Batterie- und Lastzuleitungen elektromagnetische Felder emittiert, die den Rundfunkempfang im Fahrzeug stören können.

Deshalb wurden hierzu in verschiedenen Normen (IEC, ISO, CISPR) Grenzwerte festgelegt, die die Beeinflussung des Rundfunkempfängers in den entsprechenden Spektren auf ein
15 erträgliches Maß reduzieren.

Die Unterdrückung der Wechselströme auf den Zuleitungen erfolgt gewöhnlich mit Tiefpaßfiltern (LC) in den Eingangsleitungen. Die Größe und auch die Kosten der Filter richten sich nach Strombelastbarkeit, benötigte Dämpfung, Güte und Grenzfrequenz. Die PWM wird in KfZ-Steuergeräten normalerweise über für eine Mehrzahl von Lastelementen
20 durch in den Microcontroller integrierte Timer-Module erzeugt, wobei alle PWM-Ausgänge zum selben Zeitpunkt einschalten und je nach PWM-Tastverhältnis zu verschiedenen Zeitpunkten ausschalten.

Diese Verfahren hat den Nachteil, daß dem Netz ein sehr großer Wechselstrom entnommen wird und deshalb hohe Anforderungen an die verwendeten Filter,
25 insbesondere die Speicherkondensatoren, zu stellen sind.

Fig. 1 zeigt schematisch eine Ersatzschaltung für den Schalter im PWM-Betrieb. Hierbei wird eine beliebige Last (hier beispielsweise eine Glühwendellampe) über einen Schalter (z.B. ein N-MOSFET oder ein Bipolar-Transistor) mittels des Signals pulsweitenmoduliert im Bereich einer Schaltfrequenz von 25Hz...500Hz angesteuert.. Je nach Schaltzustand des
30 Schalters wird dem Netz dabei Strom entnommen oder nicht. Der zeitliche Verlauf des Eingangs- und Ausgangsstroms ist in der folgenden Fig. 2 dargestellt.

Die dabei auftretenden Stromgradienten erzeugen dabei hochfrequente Stromanteile auf den Zuleitungen, die ihrerseits Störungen in den Rundfunkfrequenzen LW, MW und KW (150kHz bis 10MHz) verursachen.

5 Herkömmliche Verfahren bedämpfen die hochfrequenten Wechselströme auf den Zuleitungen mit Filtern in den Eingangs- und Ausgangsleitungen wie in den folgenden Bildern 3 bis 5 dargestellt.

Der Nachteil der Filter ist jedoch ihr hoher Kosten und Platzbedarf, der die Elektronik verteuert und nicht miniaturisiert (Integration in Silizium) werden kann.

10 Ein weitere Möglichkeit zur Reduktion der elektromagnetischen Abstrahlung ist die Reduktion der Schaltgeschwindigkeit im Schalter, wodurch die hochfrequenten Stromanteile auf das notwendige Maß reduziert werden können. Dabei nehmen allerdings die unerwünschten, weil die Elektronik aufheizenden, Schaltverluste mit abnehmender Schaltgeschwindigkeit zu. Fig. 8 skizziert den Schaltverlauf anhand der Ausgangsspannung mit einer sogenannten „constant slew rate“ sowie die Verluste, die dabei im sogenannten
15 aktiven Bereich der elektronischen Schalter auftreten.

Insbesondere für induktive Lastelemente ist es bereits bekannt, die Steigung der Schaltflanke in Abhängigkeit von der Zeit über den Schaltverlauf zu verändern, um die Verlustleistung zu reduzieren. Dabei wird aber die Schaltflanke nach zeitlich fest vorgegebenen Zeitpunkten verändert. Bei der DE 44 13546 A1 wird darüber hinaus bei
20 einer induktiven Last mit einem Freilaufkreis die Schaltflanke in Abhängigkeit vom Schaltzustand des Schaltelements verändert.

Aufgabe der Erfindung ist es, ein Verfahren der eingangs genannten Art insbesondere auch für ohmsche Lastelemente vorzustellen und die bisherigen Verfahren hinsichtlich der Schaltzeit, Verlustleistung und Störabstrahlung zu verbessern, also beispielsweise die
25 Störungen weiter zu verringern, ohne die Verlustleistung zu erhöhen oder bei gleichbleibender Störabstrahlung die Schaltzeit und Verlustleistung zu reduzieren. Diese Aufgabe wird durch die Merkmale des Anspruchs 1 gelöst. Vorteilhafte Weiterbildungen sind den Unteransprüchen zu entnehmen.

30 Die Erfindung basiert auf der Erkenntnis, daß es für die positive Beeinflussung des hochfrequenten Störspektrums ausreicht, die Steigung in dem für die Verlustleistung unkritischen Bereich am Anfang und Ende des Schaltvorgangs herabzusetzen, d.h. dort mit einer Verzögerung zu arbeiten, die unterhalb der im aktiven Bereich liegt, und andererseits

in dem aktiven Bereich mit hoher Verlustleistung eine hohe Steigung, also eine kurze Schaltzeit zu nutzen.

Dieses Verfahren ist insbesondere auf die Ansteuerung eines im wesentlichen **ohmschen** Lastelements, also mit vernachlässigbarem induktiven oder kapazitiven Anteil

5 ausgerichtet. Mittels eines elektronischen Schaltelements im Laststromkreis wird die Spannung am Lastelement mit einer maximal vorgegebenen Steigung gesteuert, indem während des Schaltvorgangs mehrfach, vorzugsweise kontinuierlich die momentan auftretende Verlustleistung oder eine dazu abhängige Größe erfasst und die momentane Steigung in Abhängigkeit davon gesteuert wird.

10 Dies erfolgt vorzugsweise derart, dass während des Schaltvorgangs das momentane Verhältnis aus Spannung am Lastelement zur Versorgungsspannung (U_a/U_{bat}) erfasst wird, wobei zumindest für bestimmte Wertebereiche des Verhältnisses (U_a/U_{bat}) zugeordnete Steigungswerte vorgegeben werden und die Steigung während des Schaltvorgangs entsprechend angepasst wird.

15 Die Steigungswerte können beispielsweise in Form bestimmter Stromwerte vorgegeben werden, die einem Gate eines MOSFET-Transistors als elektronisches Schaltmittel zugeführt werden.

Die vorliegende Erfindung beeinflusst die Flanken im Schaltelement in der Art, daß die Anstiegsgeschwindigkeit

- 20 - hoch ist in dem Bereich, in der die Verlustleistung hoch ist
- klein ist in dem Bereich, in der die Verlustleistung klein ist

Es ergibt sich ein Verfahren zur Ansteuerung eines Lastelements mittels eines elektronischen Schaltelements im Laststromkreis, wobei der Schaltvorgang in zumindest drei Phasen erfolgt. In der ersten Phase wird die Ausgangsspannung bis zu einem ersten vorgegebenen Schwellwert (zB. 15%) mit maximal einer ersten Steigung gesteuert, in der
25 anschließenden Phase die Ausgangsspannung bis zu einem zweiten vorgegebenen Schwellwert (zB. 85%) mit maximal einer zweiten Steigung und in einer dritten wiederum anschließenden Phase wieder maximal mit der ersten Steigung gesteuert wird, wobei die zweite Steigung größer ist als die erste Steigung.

30 Dieses Verfahren kann vorzugsweise durch mehrere Zwischenstufen noch weiter verfeinert werden, derart dass beispielsweise der Schaltvorgang in fünf Phasen erfolgt, wobei

- in der ersten Phase die Ausgangsspannung bis zu einem ersten vorgegebenen Schwellwert (zB. 10%) mit einer ersten Steigung gesteuert wird,
- in der zweiten Phase die Ausgangsspannung bis zu einem zweiten vorgegebenen Schwellwert (zB. 20%) mit einer zweiten Steigung gesteuert wird
- 5 - in der dritten Phase die Ausgangsspannung bis zu einem dritten vorgegebenen Schwellwert (zB. 80%) mit einer dritten Steigung gesteuert wird,
- in der vierten Phase die Ausgangsspannung bis zu einem zweiten vorgegebenen Schwellwert (zB. 90%) mit der zweiten Steigung gesteuert wird
- in der abschließenden fünften Phase die Ausgangsspannung bis zur
- 10 Versorgungsspannung mit der ersten Steigung gesteuert wird
- wobei die dritte Steigung größer ist als die zweite Steigung und diese wiederum größer ist als die erste Steigung.

Die Erfindung wird nachfolgend anhand von Ausführungsbeispielen und Figuren näher erläutert. Es zeigen:

- 15 Fig. 1 Ersatzschaltbild einer PWM-Ansteuerung gemäß dem stand der Technik
- Fig. 2 Schaltflanken zu Fig. 1
- Fig. 3-5 Filterschaltungen zur Dämpfung der Störungen gemäß dem Stand der Technik
- Fig. 6-7 Ersatzschaltbild einer Schaltungsanordnung mit Flankensteuerung in
- 20 Abhängigkeit von der Spannung am Lastelement und vorzugsweise auch der Spannung am Steuereingang für MosFET- bzw. Bipolartransistorschaltmittel
- Fig. 8,9 Schaltverhalten, Verlustleistung und Frequenzspektrum für eine Ansteuerung mit einer konstanten Steigung
- Fig. 10,11 Schaltverhalten, Verlustleistung und Frequenzspektrum für eine
- 25 erfindungsgemäße Ansteuerung mit einer Steigung in Abhängigkeit von der Verlustleistung, also einer stärkeren Verzögerung = geringeren Steigung am Anfang und Ende des Übergangsbereichs, hier durch abgerundete Übergänge erkennbar, wobei die Verlustleistung annähernd gleich bleibt, jedoch das Frequenzspektrum deutlich geringere Störungen im HF-Bereich aufweist
- 30 Fig. 12 Ansteuerung in einem mehrstufigen stromgesteuerten Verfahren

Fig. 13 Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens nach Fig. 12

Fig. 14 relative Verlustleistung in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung

Die vorliegende Erfindung beruht auf einer weiteren aktiven Beeinflussung der

Schaltflanken der Schalteinrichtung dergestalt, dass im mittleren Bereich des

- 5 Schaltverlaufs, in welchem die Verlustleistungen auftreten, eine hohe Steigung verwendet und damit ein schnelles Überbrücken dieses Bereichs erreicht wird, während in den Bereichen am Anfang und Ende des Schaltvorgangs, in denen kaum Verlustleistung anfällt, die Schaltflanke deutlich langsamer verläuft. Der Bereich der Steigung ist dabei als betragsmäßiger Gradient des Verlaufs der Ausgangsspannung zu verstehen und der
- 10 Verlauf beim Ausschalten entsprechend mit negativem Vorzeichen in mathematischem Sinne versehen.

Fig. 14 verdeutlicht diesen Zusammenhang. Der Schalterwiderstand des Schaltmittels variiert bekanntlich über dem Schaltvorgang. Je nach Schalterwiderstand ergibt sich eine relative Ausgangsspannung U_a/U_{bat} . Fig. 14 zeigt nun die relative Verlustleistung $P_v /$

- 15 P_{vmax} aufgetragen über diese relative Ausgangsspannung. Je größer die momentane Verlustleistung, desto schneller muß dieser Bereich verlassen werden. Das heißt, je höher die momentane relative Verlustleistung ist, desto höher muß die Schaltgeschwindigkeit sein. Die ideale Schaltgeschwindigkeit ist also proportional zur momentanen Verlustleistung. Es ergibt sich eine quadratische Idealkennlinie für die vorzugebende
- 20 Steigung. Die Regelung entsprechend dieser Idealkennlinie ist jedoch recht aufwendig und wird daher vorzugsweise in mehreren Stufen approximiert. Die gestrichelte Kurve nähert die optimale Form über 3 Stufen an, die mit Sternen markierte Kurve über 5 Stufen. Die Steigung und damit die Schaltgeschwindigkeit wird also über den gesamten Schaltvorgang mit entsprechender Näherung gemäß der dabei momentan auftretenden relativen
- 25 Verlustleistung gesteuert.

Für diese Aufgabe eignet sich eine Ansteuerung in zumindest drei Phasen, wobei die

Steigung in der mittleren Phase deutlich höher ist als in der ersten und dritten Phase,

wobei die Steigung auch innerhalb der Phasen nicht konstant sein muß, sondern auch

stufenweise oder fließend angepasst werden kann. Entscheidend ist dabei einzig, dass in

- 30 der mittleren Phase die Steigung insgesamt deutlich höher ist als in der ersten und dritten Phase. Entsprechend wird in den Phasen auch von einer maximalen Steigung gesprochen.

Dadurch kann das emittierte Spektrum in den hochfrequenten Bereichen reduziert werden ohne dabei die Schaltverluste signifikant zu erhöhen. Der daraus resultierende Verlauf der Ausgangsspannung im Schaltvorgang ist in Bild 10 prinzipiell dargestellt. Die Schaltzeit wie auch die Verlustleistung entsprechen annähernd dem in Fig. 8 gezeigten Beispiel zum

5 Stand der Technik. Die Abflachung der Flanken in dem Anfangs- und Endbereich des Schaltvorgangs außerhalb des kritischen Verlustsbereichs führt aber bereits zu einer signifikanten Reduzierung der hochfrequenten Störungen, wie anhand der Fig. 9 und 11 erkannt werden kann.

Eine mögliche Realisierung dieses Schaltvorganges mit einem MOSFET-Schalter ist im Bild

10 6 gezeigt, wobei das Gate in Abhängigkeit von der Spannung am Lastelement im Schaltfall unterschiedlich stark bestromt wird und so die Steigung innerhalb des Schaltverlaufs gezielt angepasst wird. Im für die Verlustleistung kritischen mittleren Bereich des Schaltverlaufs wird daher der Strom und damit die Steigung höher als im Anfangs- und Endbereich. Durch steuerbare Stromquellen und entsprechende Steuerlogik können dabei

15 die Übergänge sehr genau vorgegeben und ggfs. Eine sehr feine Anpassung realisiert werden. Die Versorgungsspannung ist hierbei als Klemme 30 (KL30), der im Kfz-Bereich üblichen Anschlussklemme für das Versorgungsbordnetz gekennzeichnet. Die Versorgungsspannung UH für die steuerbaren Stromquellen kann dabei geringfügig über den Potential an Klemme 30 liegen, um die zur Steuerung erforderliche Gate-Source-

20 Spannung erbringen zu können.

Ebenfalls denkbar ist die Realisierung mit einem bipolaren Leistungsschalter, wie in Fig. 7 gezeigt. Hierbei wird der Steuerstrom mit einem Kondensator integriert und diese Spannung mit einem Bufferverstärker auf die Basis des Bipolartransistors gesteuert:

Hierbei wird der Strom in das Gate und damit die Änderungsgeschwindigkeit des

25 Schalttransistors in Abhängigkeit vom Zustand der Ausgangsspannung U_a und bzw. oder der Gatespannung U_g gesteuert.

In den Bereichen, in denen die Änderungsgeschwindigkeit und damit die Schaltgeschwindigkeit hoch ist, steht ein hoher Strom am Gate zur Verfügung. In den Bereichen, in denen die Änderungsgeschwindigkeit klein ist, steht lediglich ein kleiner

30 Steuerstrom am Gate zur Verfügung.

Der Zustand der relevanten Signale U_a und U_g wird dabei vorzugsweise mit Komparatoren erfaßt und über einen Logik-Stromwandler („logic to current converter“) die Gateansteuerströme gesteuert.

Hoher Strom steht dabei zur Verfügung bei

- 5 1. $U_g < V_p$ (ausgeschalteter Zustand)
2. $U_g > KL30 + V_p$ (eingeschalteter Zustand)
3. $U_{trl} < U_a < U_{trh}$ (während der Schaltflanke)

Die Realisierung der Stromansteuerung kann entweder digital über 2 oder mehrere, geschaltete Stromquellen oder analog über modulierbare Stromquellen erfolgen.

- 10 Ein praktisches Ausführungsbeispiel sowie die dazugehörigen prinzipiellen Kurvenverläufe zeigt das folgende Bild 12.

Der Zustand der Ansteuerspannung selbst wird mit dem Komparator Cmp1, der Ausgangsspannung U_a wird mit den Komparatoren Cmp2 und Cmp3 erfaßt und abhängig vom Schaltzustand der Komparatoren wird der Strom in das Gate des Schalttransistors S1
15 über die schaltbaren Stromquellen so gesteuert, daß

- der Strom im ein- und im ausgeschalteten Zustand (COND1) hoch ist, damit in diesen Bereichen, in denen die Spannung am Ausgang ja konstant ist (in Fig. 12 t_0-t_1 , t_6-t_7 , t_7-t_8) und damit keinen Einfluß auf das HF-Verhalten besteht, nicht die langsame Steigung verwendet sondern die Schaltzeit weiter verkürzt wird
- 20 - im Bereich der beginnenden Änderung der Versorgungsspannungen klein ist (keine der Bedingungen erfüllt in Fig. 12 t_1-t_2 , t_5-t_6 usw.), da hier die hochfrequente Störungen auftreten, die Verlustleistung aber noch recht klein ist
- und während des Schaltvorgangs selbst (COND3) wieder hoch ist, weil die Verlustleistung hoch ist (in Fig. 12, t_3-t_4 und $t_{10}-t_{11}$)

Als Zwischenstufe (COND2) zwischen den Bereichen um die Versorgungsspannungen, also wenn die Ausgangsspannung beginnt, von Null Volt bzw. der Versorgungsspannung abzuweichen, ist im Schaltvorgang im vorliegenden Beispiel eine Phase mit leicht erhöhtem Strom eingefügt (t_2-t_3 , t_4-t_5), um die Übergänge „weicher“ zu gestalten. Die
5 Übergänge zwischen den Phasen können zur besseren Abrundung des Stromverlaufes mit RC Gliedern bedämpft werden.

Länge, Höhe und Stufenanzahl der Ansteuerströme, sowie die genaue Lage der Komparatorschwellen können auf die entsprechenden Anforderungen der Schaltung angepaßt werden und sind im Idealfall parametrierbar.

- 10 Durch das Verfahren wird eine Reduktion der elektromagnetischen Abstrahlung in den Rundfunkfrequenzbereichen von pulsweitenmodulierten Ansteuerungen durch gezielte Beeinflussung der Schaltgeschwindigkeit erreicht.

- Die Steuerung der Änderungsgeschwindigkeit des Schaltzustandes kann abhängig vom Zustand der Ausgangsspannung U_a und / oder der Steuerspannung U_g erfolgen und
15 durch das PWM-Steuersignal die entsprechende Zeitsteuerung aktiviert werden.

Es erfolgt eine Steuerung des Ansteuerstromes des Schalters in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung in der Art, daß die momentane Schaltgeschwindigkeit ein Optimum bildet zwischen Schaltverlustleistung und elektromagnetischer Abstrahlung.

- Die Steuerung des Ansteuerstromes des Schalters erfolgt also zusätzlich in Abhängigkeit
20 von der Gatespannung in der Art, daß die Schaltverzögerung klein bleibt. Dazu wird zu Beginn und Ende des Schaltvorgangs, noch bevor die Spannung am Lastelement sich ändert, die Spannung am Gate schnell mit einem hohen Strom aufgebaut, der sich noch nicht auf den Ausgang des Schaltmittels und damit auf die HF- Störungen auswirkt. Es wird also die Spannung am Steuereingang U_g des Schaltmittels überwacht (COND1). In der
25 ersten Hauptphase wird solange ein Stromwert oberhalb des ersten Stromwertes zugeführt, wie die Spannung am Steuereingang kleiner ist (t_0-t_1) als eine vorgegebene Schwellenspannung (V_T), die annähernd der Pinch-off-Spannung des jeweiligen Schaltmittels entspricht. Analog wird in der dritten (Haupt-)Phase wieder der Stromwert erhöht (t_6-t_7), wenn die Spannung am Steuereingang kleiner ALS die Differenz zwischen
30 Versorgungsspannung (U_{bat}) und Schwellenspannung (V_T) ist.

Die Steuerung des Ansteuerstromes kann entweder digital durch geschaltete Stromquellen oder analog durch modulierbare Stromquellen erfolgen.

Vorzugsweise wird die Schaltungsanordnung zur Anpassung der Schaltgeschwindigkeit auf verschiedene Konfigurationen (Leitungslänge, Verkabelung, Strom, Schaltfrequenz, ...)

5 durch eine parametrierbar ausgebildet.

Besonders vorteilhaft wird die Erfindung direkt in einen intelligenten Leistungsschalter integriert. Hierbei wirkt sich die Platz- und Kosteneinsparung besonders günstig aus.

Das Verfahren und die Schaltungsanordnung eignen sich insbesondere für die Ansteuerung von Lampen als im wesentlichen ohmsche Lasten, insbesondere für Kraftfahrzeuge.

PATENTANSPRÜCHE

1. Verfahren zur Ansteuerung eines Lastelements, insbesondere eines im wesentlichen ohmschen Lastelements (Lamp), mittels eines elektronischen Schaltelements (S1) im Laststromkreis, wobei die Spannung (U_a) am Lastelement mit einer maximal vorgegebenen Steigung gesteuert wird, dadurch gekennzeichnet, dass

während des Schaltvorgangs mehrfach, vorzugsweise kontinuierlich die momentan auftretende Verlustleistung oder eine dazu abhängige Größe (U_a/U_{bat}) erfasst und die momentane Steigung ($I_1+I_2+I_3$) in Abhängigkeit davon gesteuert wird.
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass während des Schaltvorgangs das momentane Verhältnis aus Spannung am Lastelement zur Versorgungsspannung (U_a/U_{bat}) erfasst wird, zumindest für bestimmte Wertebereiche des Verhältnisses (U_a/U_{bat}) zugeordnete Steigungswerte vorgegeben werden und die Steigung während des Schaltvorgangs entsprechend angepasst wird.
3. Verfahren nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Ansteuerung derart erfolgt, dass im Bereich (t_3-t_4) hoher Verlustleistung die Spannung mit der maximal vorgegebenen Steigung angepasst wird und die Steigung am Beginn (t_1-t_2) und Ende (t_5-t_6) des Schaltvorgangs kleiner als die maximale Steigung ist.
4. Verfahren nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass das elektronische Schaltelement ein Transistorschalter (S1) mit einem aktiven Bereich ist und der erste und zweite Schwellwert derart vorgegeben sind, dass sie näherungsweise den aktiven Bereich eingrenzen und der Transistorschalter innerhalb dieses aktiven Bereichs mit der zweiten höheren Steigung gesteuert wird.

5. Verfahren nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass das elektronische Schaltelement ein Transistorschalter mit einem aktiven Bereich ist und der erste und zweite Schwellwert derart vorgegeben sind, dass
- eine vorgegebene maximale Verlustleistung pro Schaltvorgang einerseits und
 - eine vorgegebene maximale elektromagnetische Störabstrahlung andererseits nicht überschritten werden.
6. Verfahren nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Spannung (U_a) am Lastelement im Verhältnis zur Versorgungsspannung (U_{bat}) als zur Verlustleistung proportionale Größe erfasst und als erster und zweiter Schwellwert entsprechende Spannungswerte vorgegeben sind, ab denen das Lastelement entsprechend der vorgegebenen maximalen Steigungen gesteuert wird.
7. Verfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß der erste Schwellwert zwischen 5% und 30 % der Versorgungsspannung (U_{bat}) und der zweite Schwellwert zwischen 70% und 95 % liegt.
8. Verfahren nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß der erste Schwellwert bei ca. 15% und der zweite Schwellwert bei ca. 85% liegt.
9. Verfahren nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass zwischen der ersten und zweiten Phase zumindest eine Zwischenphase vorgesehen ist, in welcher die Spannung mit einer Steigung erhöht wird, die zwischen der maximalen Steigung in der ersten Phase und der maximalen Steigung in der zweiten Phase liegt.

10. Verfahren nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, dass
- der Schaltvorgang in drei Hauptphasen und zwei Zwischenphasen erfolgt, wobei
- in der ersten Hauptphase (t_1 - t_2) die Ausgangsspannung bis zu einem ersten vorgegebenen Schwellwert (zB. Ca. 10%) mit einer ersten Steigung (I_1) gesteuert wird,
 - in der ersten Zwischenphase (t_2 - t_3) die Ausgangsspannung bis zu einem zweiten vorgegebenen Schwellwert (zB. Ca. 20%) mit einer zweiten Steigung (I_1+I_2) gesteuert wird
 - in der zweiten Hauptphase (t_3 - t_4) die Ausgangsspannung bis zu einem dritten vorgegebenen Schwellwert (zB. Ca. 80%) mit einer dritten Steigung ($I_1+I_2+I_3$) gesteuert wird,
 - in der zweiten Zwischenphase (t_4 - t_5) die Ausgangsspannung bis zu einem zweiten vorgegebenen Schwellwert (zB. Ca. 90%) mit der zweiten Steigung (I_1+I_2) gesteuert wird
 - in der dritten Hauptphase (t_5 - t_6) die Ausgangsspannung bis zur Versorgungsspannung mit der ersten Steigung (I_1) gesteuert wird
 - wobei die dritte Steigung ($I_1+I_2+I_3$) größer ist als die zweite Steigung (I_1+I_2) und diese wiederum größer ist als die erste Steigung (I_1).
11. Verfahren nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß
- zudem die Spannung am Steuereingang (U_g) des Schaltmittels überwacht (COND1) und in der ersten und dritten (Haupt-)Phase ein Stromwert ($I_1+I_2+I_3$) oberhalb des ersten Stromwertes (I_1) zugeführt wird, solange die Spannung am Steuereingang entweder
- kleiner ist (t_0 - t_1) als eine vorgegebene Schwellenspannung (V_T) oder
 - größer (t_6 - t_7) ist als die Differenz zwischen Versorgungsspannung (U_{bat}) und Schwellenspannung (V_T).

12. Schaltungsanordnung zur Durchführung des Verfahrens nach einem der Ansprüche mit einem elektronischen Schaltelement (S1), welches an seinem Steuereingang (Ug) eine Steuereinheit und am Lastausgang das Lastelement aufweist, wobei die Steuereinheit den Schaltzustand des Schaltelements erfasst (Cmp1-3) und in Abhängigkeit von einem Ansteuersignal und dem Schaltzustand das Schaltelement derart ansteuert, dass die Spannung am Lastausgang in drei Phasen mit begrenzten Steigung gesteuert wird, wobei die Steigung in der zweiten, mittleren Phase betragsmäßig größer ist als die Steigung in den anderen Phasen.
13. Schaltungsanordnung nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, dass am Steuereingang des Schaltelements stromgesteuert ist, indem in Abhängigkeit vom Ansteuersignal und dem Schaltzustand am Steuereingang
- in der ersten Phase ein erster Stromwert (I_1),
 - in der zweiten Phase ein zweiter, höherer Stromwert ($I_1+I_2+I_3$) und
 - in der dritten Phase ein dritter Stromwert (I_1) zugeführt wird, welcher kleiner als der zweite Stromwert ist.
14. Schaltungsanordnung nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, dass zumindest zwei Stromquellschaltungen (I_1, I_2, I_3) am Steuereingang vorgesehen sind, welche wiederum in Abhängigkeit vom Schaltzustand des Schaltelements im Laststromkreis gesteuert werden.
15. Schaltungsanordnung nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß am Steuereingang des Schaltmittels ein Glättungselement, beispielsweise ein RC-Tiefpaß vorgesehene ist, welcher die Flanken beim Umschalten zwischen den Stromwerten abrundet.

16. Schaltungsanordnung nach einem der vorangehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß zudem die Spannung am Steuereingang (U_g) des Schaltmittels überwacht (COND1) und in der ersten und dritten Phase ein Stromwert oberhalb des ersten Stromwertes zugeführt wird, solange die Spannung am Steuereingang entweder
- kleiner ist (t_0-t_1) als eine vorgegebene Schwellenspannung (V_T) oder
 - größer (t_6-t_7) ist als die Differenz zwischen Versorgungsspannung (U_{bat}) und Schwellenspannung (V_T).
17. Verwendung des Verfahrens oder der Schaltungsanordnung für die pulsweitenmodulierte Ansteuerung eines im wesentlichen ohmschen Lastelements, insbesondere in Kraftfahrzeugen.
18. Verwendung des Verfahrens oder der Schaltungsanordnung für die pulsweitenmodulierte Ansteuerung von Lampen im Dauerlichtbetrieb in einem Frequenzbereich oberhalb 100 Hertz, insbesondere in Kraftfahrzeugen.

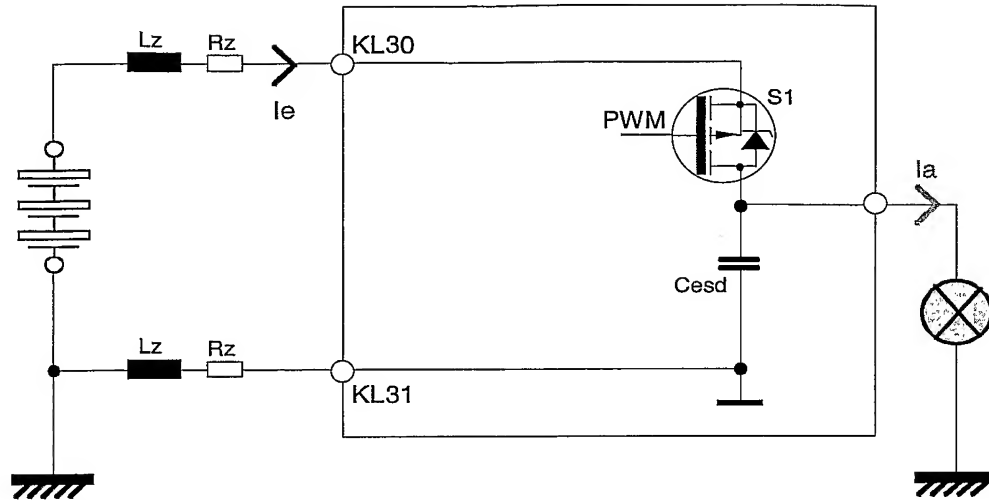
Stand der Technik

Fig. 1

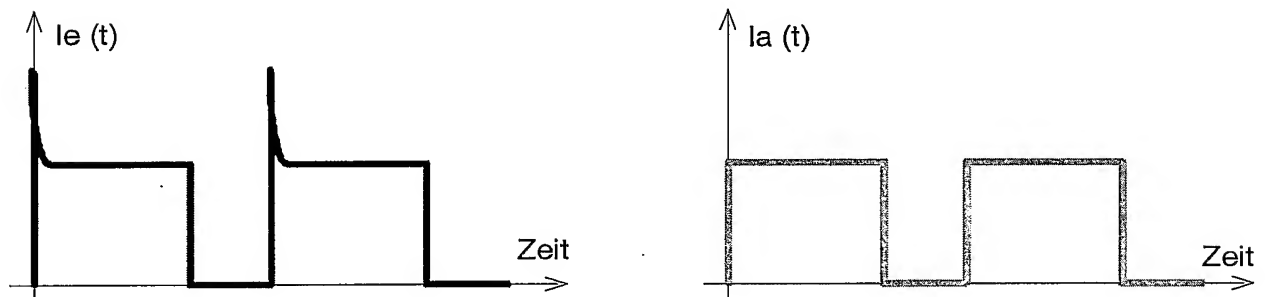


Fig. 2

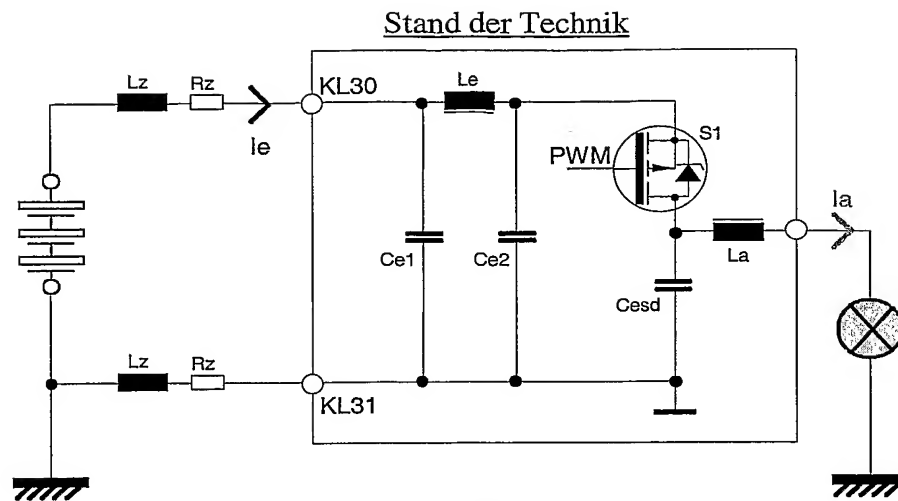


Fig. 3

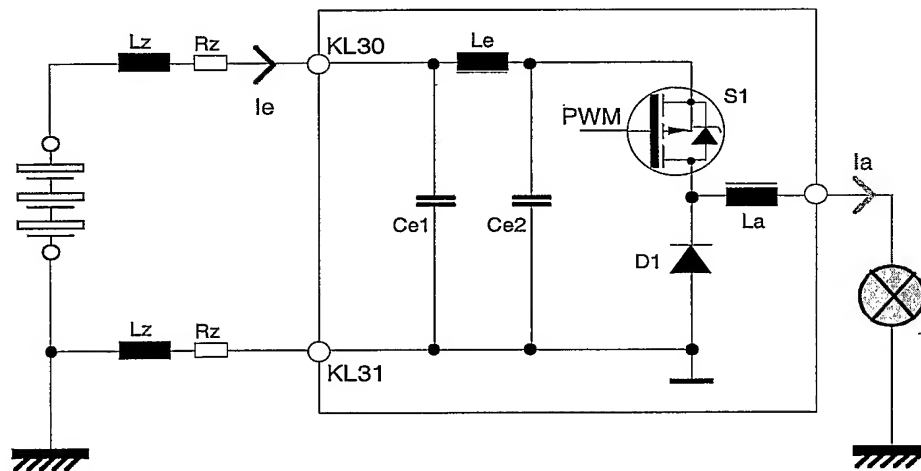


Fig. 4

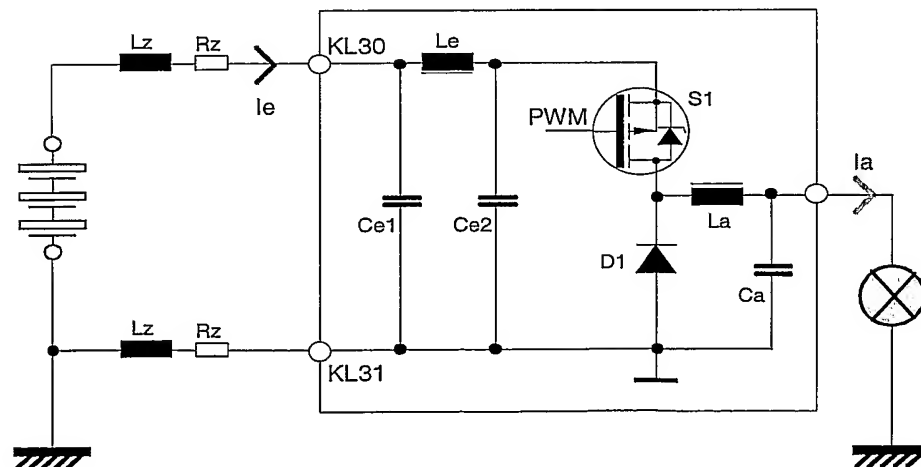


Fig. 5

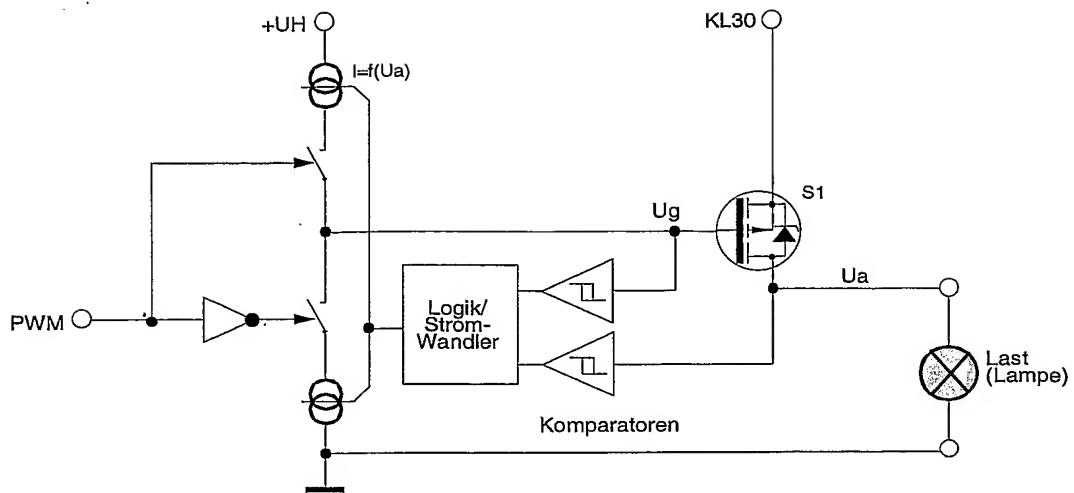


Fig. 6

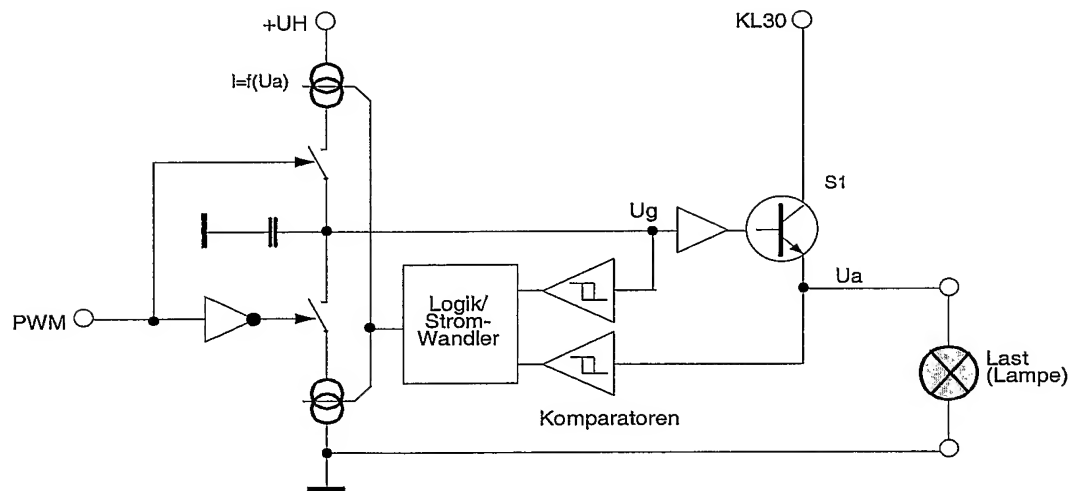


Fig. 7

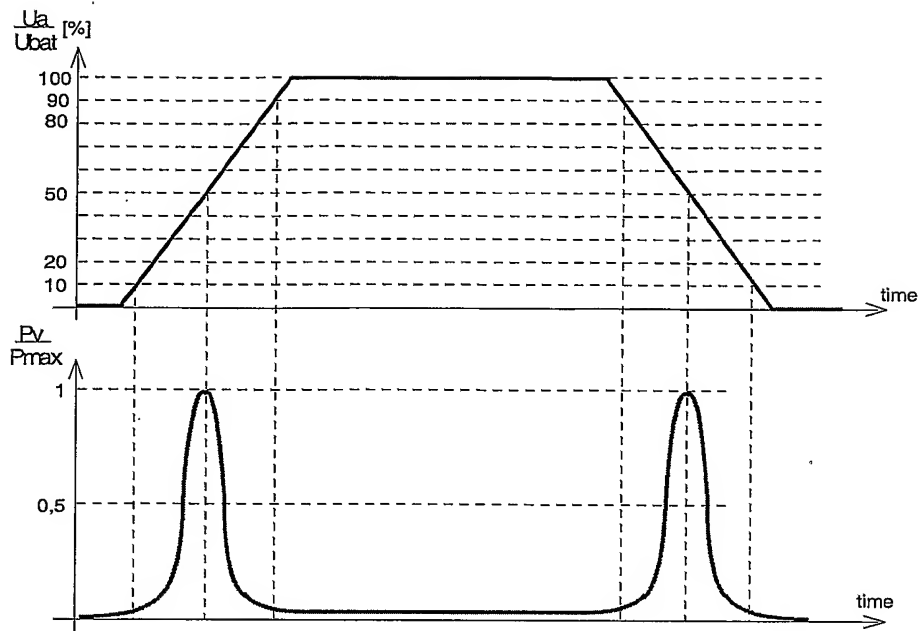


Fig. 8

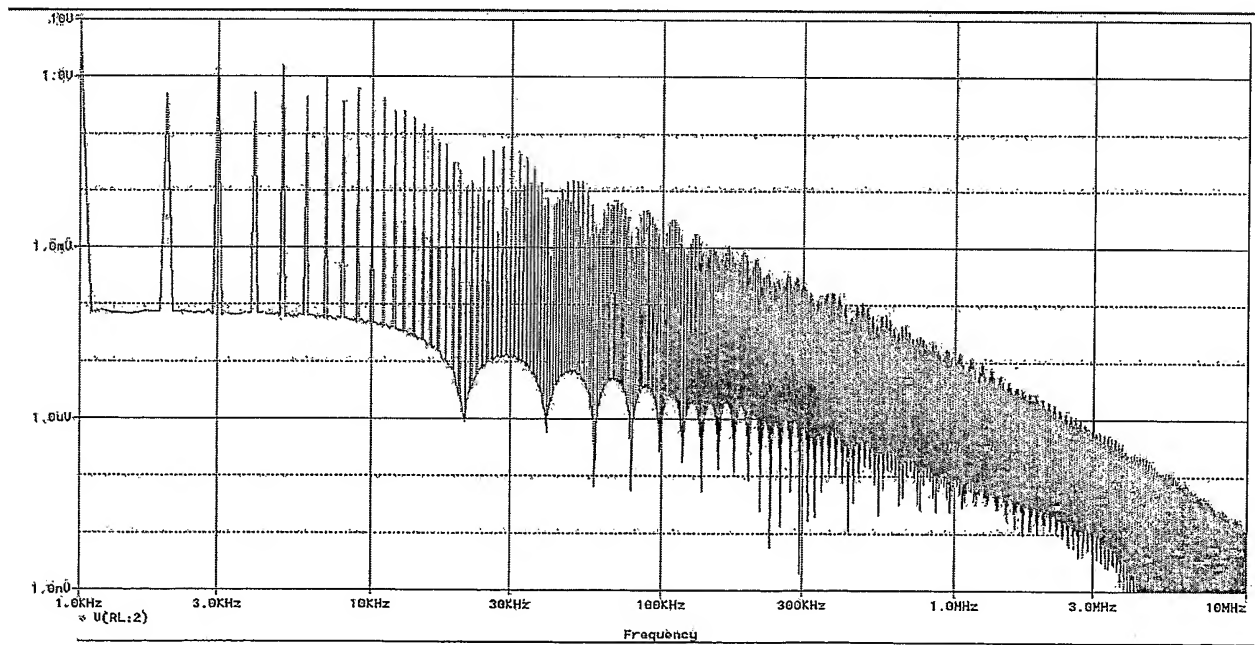


Fig. 9

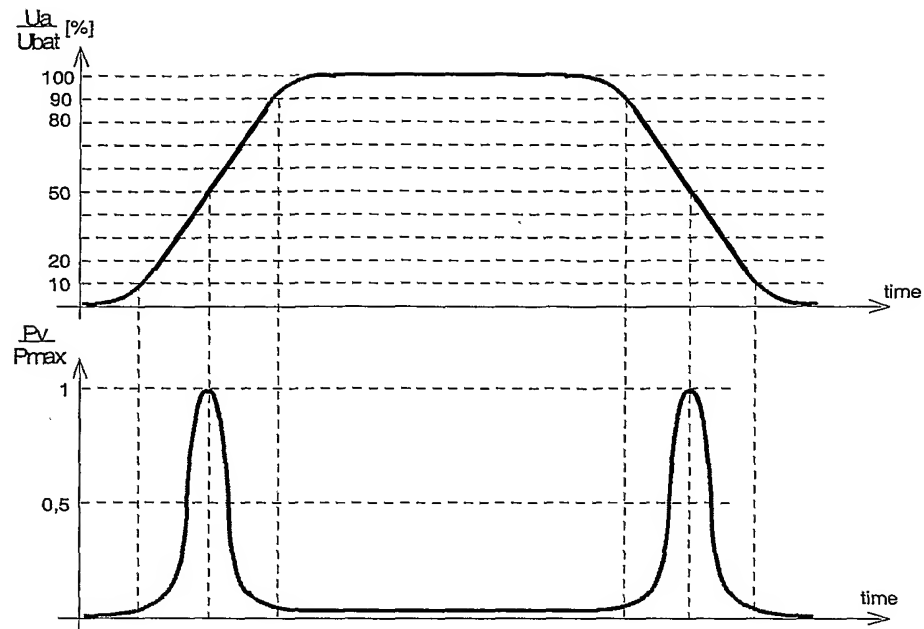


Fig. 10

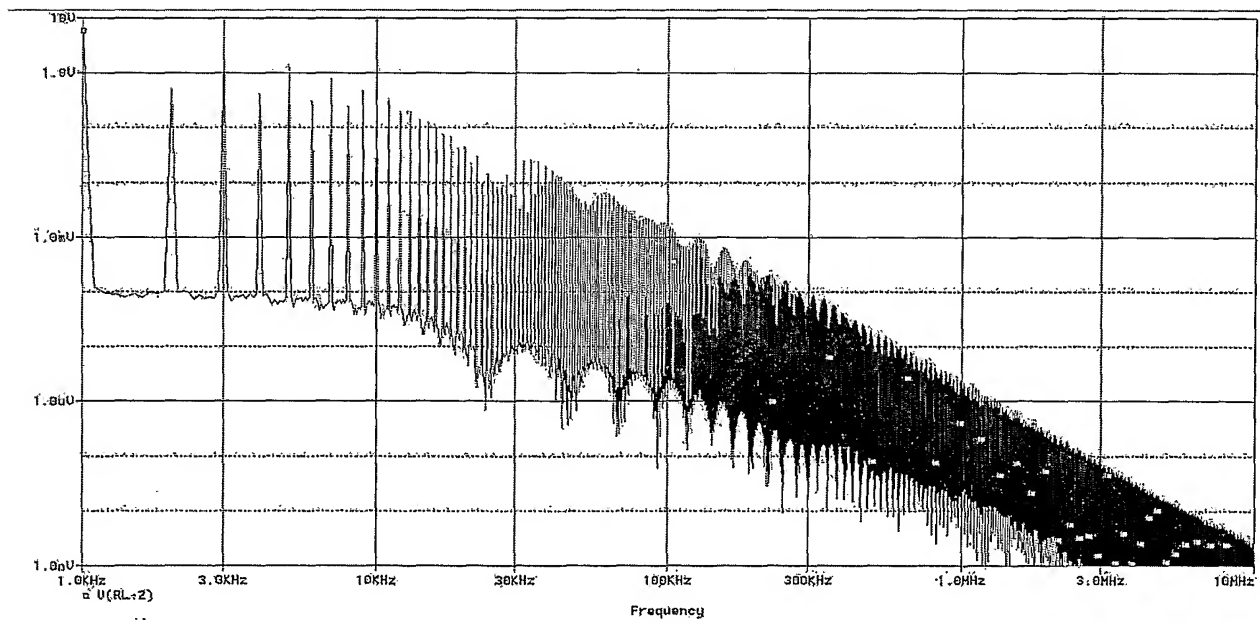


Fig. 11

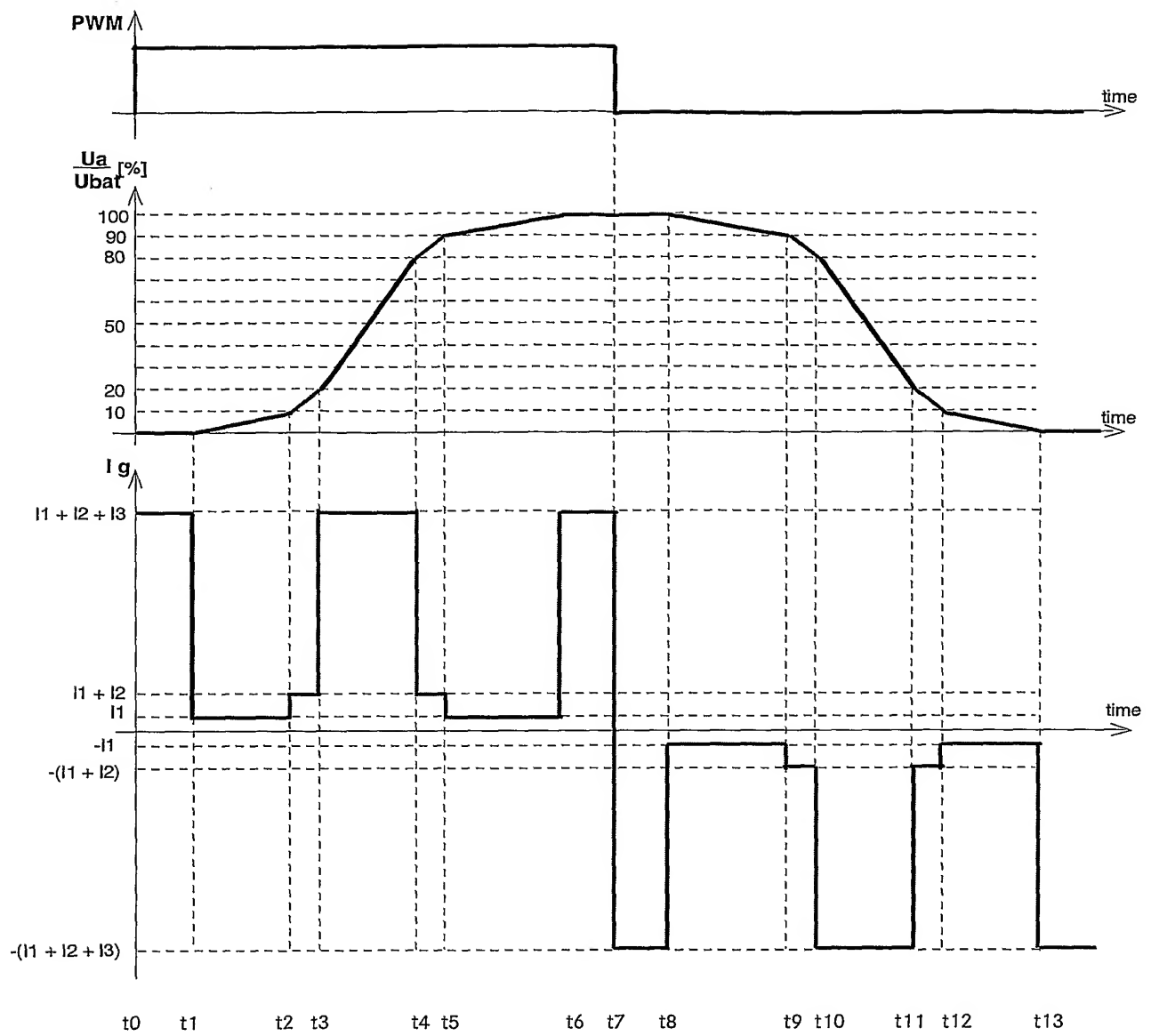


Fig. 12

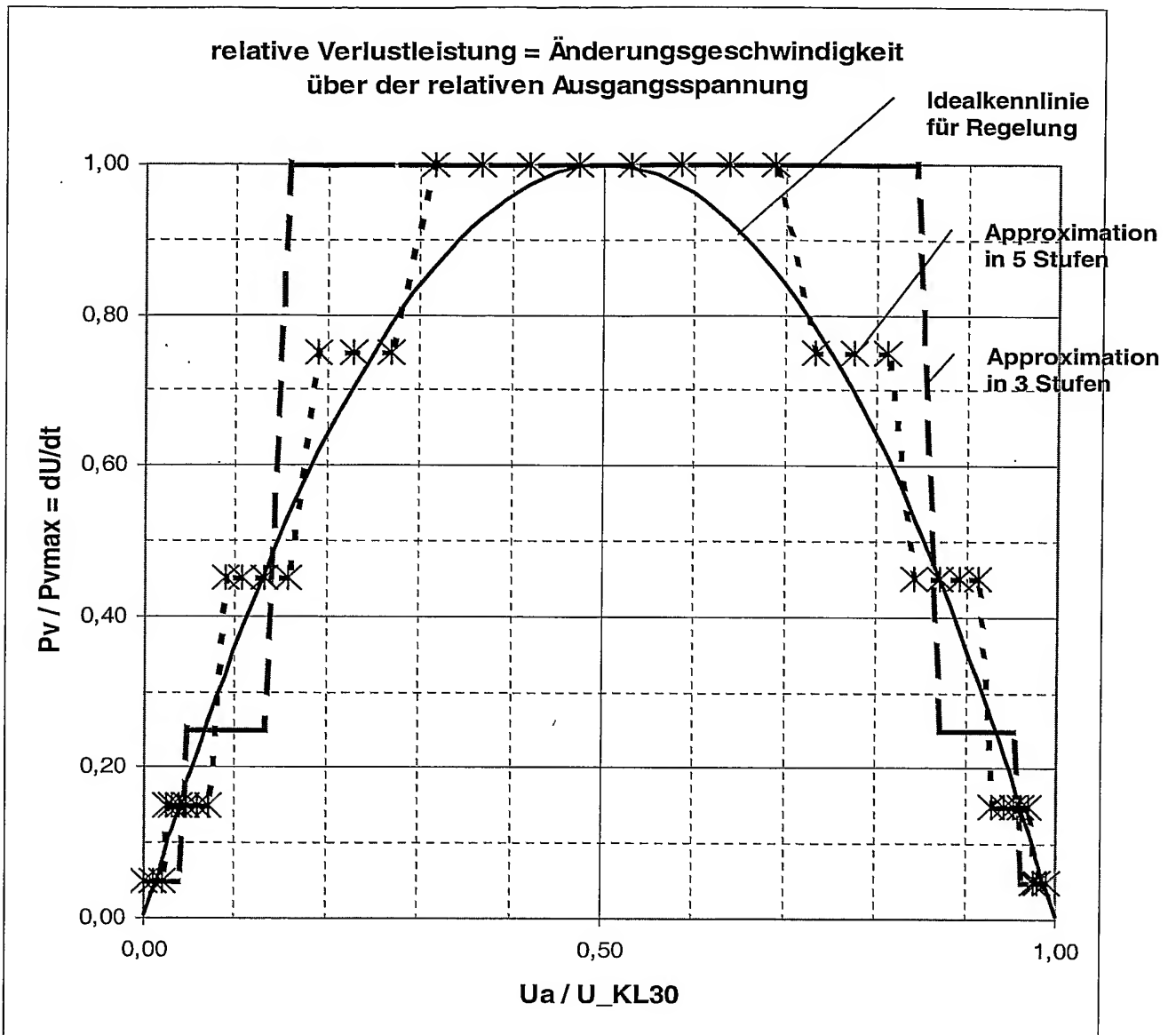


Fig. 14